

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

平3-33900

⑬ Int. Cl.⁵

G 10 L 9/18
9/14
H. 03 M 7/30

識別記号

E
J

庁内整理番号

8622-5D
8622-5D
6832-5J

⑭ 公開 平成3年(1991)2月14日

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全7頁)

⑮ 発明の名称 音声符号化方式

⑯ 特 願 平1-168645

⑰ 出 願 平1(1989)6月30日

⑱ 発 明 者 谷 口 智 彦 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社
内
⑱ 発 明 者 田 中 良 紀 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社
内
⑱ 発 明 者 大 田 恭 士 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社
内
⑱ 発 明 者 天 野 文 雄 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社
内
⑲ 出 願 人 富士通株式会社 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
⑳ 代 理 人 弁理士 伊東 忠彦 外2名
最終頁に続く

明 開 書

該入力音声信号との誤差評価すること特徴とする
音声符号化方式。

1. 発明の名称

音声符号化方式

3. 発明の詳細な説明

2. 特許請求の範囲

符号帳(10)から順次読出した白色雑音の残差信号のベクトルをピッチ予測(12)及び輪型予測(13)により再生して得た再生信号と入力音声信号との誤差を評価し、最も誤差電力の小さなベクトルを探索・決定して該入力音声信号を符号化する音声符号化方式において、

該白色雑音の残差信号のベクトルからインパルスの残差信号のベクトルを生成し(60、61)、

該白色雑音の残差信号のベクトルと該インパルスの残差信号のベクトルとをピッチ予測(12)により得られる該入力音声信号のピッチ範囲の強さに応じた比率で加算して合成ベクトルを得(62、63)、

該合成ベクトルを再生して得られる再生信号と

(概要)

符号帳の各要素の符号化を行なう音声符号化方式に関し、

従来なしであったパルス的な有声音の音源についても正確に固定して符号化でき、再生音声の品質を向上させることを目的とし、

符号帳から順次読出した白色雑音の残差信号のベクトルをピッチ予測及び輪型予測により再生して得た再生信号と入力音声信号との誤差を評価し、最も誤差電力の小さなベクトルを探索・決定して該入力音声信号を符号化する音声符号化方式において、該白色雑音の残差信号のベクトルからインパルスの残差信号のベクトルを生成し、該白色雑音の残差信号のベクトルと該インパルスの残差信号のベクトルとをピッチ予測により得られる該入

力音声信号のピッチ相関の強さに応じた比率で加算して合成ベクトルを得、該合成ベクトルを再生して得られる再生信号と該入力音声信号との誤差を評価するよう構成する。

(産業上の利用分野)

本発明は音声符号化方式に関し、音声信号の高効率符号化を行なう音声符号化方式に関する。

近年、自動車電話等のディジタル移動無線通信システム、企業内ディジタル通信システム等で、音声信号をその品質を保持しつつ情報圧縮する高効率音声符号化が要求されている。

(従来の技術)

第5図は従来の音声符号化方式の一例のブロック図を示す。この方式はCELP (Code Excited LPC) と呼ばれる方式である。

第5図において、符号帳10にはNサンプルに対応するN次元の白色雑音を用いて生成した残差信号のベクトルが2^mパターンだけ予め設定され

て、残差電力を最小とするよう符号帳10の探索・決定し、決定した符号帳10のインデックス即ち残差ベクトルの位相と、乗算器11のゲイン即ち残差ベクトルの振幅と、ピッチ予測器12の周期及び係数と、線型予測器13の係数とが多重化回路17で多重化されて伝送される。

伝送された多重化信号は多重分離回路19で分離されて夫々符号帳20、乗算器21、ピッチ予測器22、線型予測器23夫々に供給される。

符号帳20は符号帳10と同一構成で、ここからインデックスで指示されたベクトルが読出され、乗算器21、ピッチ予測器22、線型予測器23により再生され、得られた再生音声信号が端子24より出力される。

従来のピッチ予測方式による分析手法は第6図(A)に示す如く表わされる。同図中、端子40より入来する1フレームの入力音声信号の入力ベクトルSは減算器41で前フレーム残差42を減算されて前フレームの影響を除いたターゲット・ベクトルXとされる。符号帳43よりの白色雑音

ている。各ベクトルはN (Nは例えば40) 次元の要素の二乗和が一定値となるよう正規化されている。

符号帳10から評価回路16の指示で読出されたベクトルは乗算器11でゲインを乗算され、長期的相関を付与するピッチ予測器12及び短期的相関を付与する線型予測器13を通して再生信号とされる。この再生信号は、減算器14において端子15より入来する1フレームつまりNサンプルのディジタル音声信号と比較され、その誤差が評価回路16で評価される。

上記乗算器11のゲイン及びピッチ予測器12のピッチ予測係数は評価回路16における誤差電力が最小となるよう可変される。ピッチ予測器12のピッチ周期は例えば40～167サンプル周期で各ベクトルについてその全てのサンプル周期の評価を行なう。また、線型予測器13の伝達関数は入力音声信号の線型予測 (LPC) 分析により決定される。

評価回路16は入力音声信号と再生信号との間

の残差信号のベクトルを線型予測器44で予測し乗算器45でゲイン (ベクトルの振幅) a を乗じたコード・ベクトルaCと、先行フレームの残差信号のベクトルをNサンプル周期以上遅延したピッチ周期遅延器46からのN次元の残差信号のベクトルを線型予測器47で予測し乗算器48でピッチ予測係数 (ベクトルの振幅) b を与えられたピッチ予測ベクトルbPとを加算器49に供給し、合成ベクトルX'を得て、これとターゲット・ベクトルXとを減算器50で減算し、誤差Eを評価回路51で評価している。同図(B)は上記のベクトル演算を図形表示したものである。

コード・ベクトルの位相C及びピッチ予測ベクトルの位相Pが与えられたとき、コード・ベクトルの振幅a及びピッチ予測ベクトルの振幅bの値は(1)式に示す誤差信号電力|E|²が最小となるように(2)式及び(3)式を使って決定される。

$$|E|^2 = |X - aC - bP|^2 \quad \dots (1)$$

ここで、

$$\frac{\partial |E|^2}{\partial b} = 0, \quad \frac{\partial |E|^2}{\partial a} = 0$$

これより、

$$b = \{(C, C)(X, P) - (C, P)(X, C)\} / \Delta \quad \dots \textcircled{2}$$

$$a = \{(P, P)(X, C) - (C, P)(X, P)\} / \Delta \quad \dots \textcircled{3}$$

但し、 $\Delta = (P, P)(C, C) - (C, P)(C, P)$ であり、(,) はベクトルの内積を表わす。

(発明が解決しようとする課題)

音声信号には有声音と無声音があり、それぞれは駆動源信号(音源)が周期的パルスであるか、周閉性の無い白色雑音であるかで特徴づけられる。従来方式として述べたCEL P方式では、音源として白色雑音からなる符号帳のベクトルにピッチ予測及び線型予測を施して生成しており、有声音におけるピッチ周閉性をピッチ予測器12により発生させていた。この場合、音源が白色雑音的な

最も誤差電力の小さなベクトルを探索・決定して入力音声信号を符号化する音声符号化方式において、

白色雑音の残差信号のベクトルとインパルスの残差信号のベクトルとをピッチ予測により得られる入力音声信号のピッチ期間の強さに応じた比率で加算して合成ベクトルを得、

合成ベクトルを再生して得られる再生信号と入力音声信号との誤差を評価する。

(作用)

本発明においては、白色雑音の残差信号のベクトルとインパルスの残差信号のベクトルとを入力音声信号のピッチ期間の強さに応じた比率で加算した合成ベクトルの再生を行なうため、白色雑音的な無声音の音源だけでなく、周期的なパルス系列である有声音の音源も正確に測定して符号化でき、これによって再生音声の品質が向上する。

無声音部での特性は良いが、ピッチ予測器12により発生されるピッチ周閉性は過去の音源系列に遅延を与えて作り出されるものであり、過去の音源系列はもともと符号帳ベクトルを抜き出して得られた白色雑音であるため、有声音の音源に相当するパルス系列を作り出すのは困難になる。特に、無声音から有声音への過渡部では、その影響が大きく再生音声に高周波ノイズが含まれ、その品質が劣化するという問題があった。

本発明は上記の点に鑑みなされたもので、従来なしえなかったパルス的な有声音の音源についても正確に測定して符号化でき、再生音声の品質を向上させる音声符号化方式を提供とすることを目的とする。

(課題を解決するための手段)

本発明の音声符号化方式は、

符号帳から順次読み出した白色雑音の残差信号のベクトルをピッチ予測及び線型予測により再生して得た再生信号と入力音声信号との誤差を評価し、

(実施例)

第1図は本発明方式の一実施例のブロック図を示す。同図中、第5図と同一部分には同一符号を付し、その説明を省略する。

第1図中、白色雑音の残差信号のN次元ベクトルが2^Nパターン登録された符号帳10にテーブル60が付設されている。このテーブル60には符号帳10の2^Nパターンのベクトル夫々について最大振幅の要素(サンプル)の位置が登録されている。

評価回路16よりの探索のパターン番号に応じて符号帳10から読み出された白色雑音のベクトルはインパルス発生器61及び重み付け合成回路62夫々に供給され、テーブルから読み出された最大振幅位置はインパルス発生器61に供給される。

インパルス発生器61は第2図(A)に示す如き白色雑音のベクトルのうち、最大振幅位置の要素を取出して残りのN-1要素を全て零とした第2図(B)に示す如きインパルスのベクトルを発生し、このインパルスのベクトルを重み付け合成

回路62に供給する。

重み付け合成回路62は後述のビッチ相関算出器63より供給される重み $\sin \theta$ 、 $\cos \theta$ 夫々を白色雑音のベクトル、インパルスのベクトル夫々に乗算して重み付けを行なった後、加算合成を行なう。ここで得られた合成ベクトルは乗算器11に供給される。

このコード・ベクトル qC はビッチ相関が最大するとき($\cos \theta = 1$)にインパルスのベクトルに等しくなり、ビッチ相関が最小のとき($\cos \theta = 0$)に白色雑音のベクトルに等しくなる。つまり入力音声信号のビッチ相関の強さに応じてコード・ベクトルの性質をインパルスと白色雑音との間で連続的に変化させることができ、これにより入力音声信号に対する音源の同定の精度が向上する。

ビッチ相関算出器63は後述するビッチ予測ベクトルと入力音声信号のベクトルとの位相差 θ を求め、ビッチ相関(重み) $\cos \theta$ 、重み $\sin \theta$ を得ている。

れらで白色雑音のベクトル及びインパルスのベクトル夫々の重み付けと加算合成を行なって合成ベクトルを乗算器21に供給し、ビッチ予測器22及び線型予測器23で再生が行なわれる。

上記本発明の各符号化方式による分析手法は第3図(A)に示す如く表わされる。第3図(A)中、第6図(A)と同一部分には同一符号を付し、その説明を省略する。

第3図(A)において、符号帳43よりの白色雑音の残差信号のベクトルを線型予測器44で予測し乗算器80で重み $\sin \theta$ を乗じて白色雑音コード・ベクトルが得られ、またインパルス発生器81で白色雑音のベクトルから発生したインパルスの残差信号のベクトルを線型予測器82で予測し乗算器83で重み $\cos \theta$ を乗じてインパルス・コード・ベクトルが得られ、これらは加算器84で加算され、更に乗算器45でゲイン(コード・ベクトルの振幅) q が乗じられてコード・ベクトル qC とされる。このコード・ベクトル qC は加算器49で乗算器48の出力するビッチ予測

評価回路16は誤り信号電力が最小となるよう符号帳10の探索・決定を行なう。決定した符号帳10のインデックス即ち白色雑音の残差ベクトルの位相と、乗算器11、ゲイン即ち残差ベクトルの振幅と、従来通りのビッチ予測器12の周期及び係数(λ 、 $\cos \theta$ 夫々)と、線型予測器13の係数とが多重化回路17で多重化されて伝送される。

伝送された多重化信号は多重分離回路19で分離される。符号帳20及びテーブル70夫々は符号帳10及びテーブル60と夫々同一構成であり、夫々のインデックス(位相)で支持されたベクトル及び最大振幅位置が符号帳20及びテーブル70夫々より読出される。

インパルス発生器71は符号器側のインパルス発生器61と同様にインパルスのベクトルを発生して重み付け回路72に供給する。重み付け回路72は伝送されて分離されたビッチ予測器12よりの係数(λ 及び $\cos \theta$)のうちビッチ相関(重み) $\cos \theta$ から重み $\sin \theta$ を生成し、こ

ベクトル bP と加算合成され、合成ベクトル X'' が得られる。加算器50の出力する合成ベクトル X'' とターゲット・ベクトル X との誤差 E は評価回路51で評価される。図面(B)は上記のベクトル演算を図形表示したものである。

この場合、コード・ベクトル qC は重み $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ に応じて白色雑音からインパルスまで変化するが、ビッチ予測ベクトル bP とコード・ベクトル qC の2つのベクトルを使って入力を固定する過程に変わりはなく、両ベクトルの位相 P 、 C 及び振幅 b 、 q は従来方式と同様に①、②、③により決定される。

ここで、ビッチ相関算出器85について第4図(A)、(B)と共に説明する。第4図(A)は第3図(A)の一部を取出したものである。

ビッチ予測ベクトル bP の振幅成分 b は、ビッチ予測器の予測係数 b に他ならないが、この値は前述の音声信号分析においてコード・ベクトル qC を「0」として、ビッチ予測ベクトルのみにより入力信号を固定することで求められる(4式)。

図式)。ここで、ピッチ予測係数 b は図式に表わされるように、ターゲット・ベクトル X とピッチ予測ベクトル P の振幅比 λ とピッチ相関 $\cos \theta$ の積になる。ピッチ相関の値は、ピッチ予測ベクトルの位相がターゲット・ベクトルの位相と一致する時($\theta = 0$)最大($\cos \theta = 1$)となり、両ベクトルの位相差 θ が大きくなるほど小さくなる。また、この値は音声信号の周回性の強さを表わしている値でもあるため、これを用いて音声信号中の白色雑音成分とインパルス成分の比率を制御することができる。第3図(B)は上記のベクトル演算を図形表示したものである。

$$|E|^2 = |X - bP|^2 \quad \dots (4)$$

ここで、

$$\frac{\partial |E|^2}{\partial b} = 0$$

これより、

$$b = (X, P) / (P, P) \quad \dots (5)$$

$$b = \lambda \cdot \cos \theta \quad \dots (6)$$

但し、 λ は振幅比、 θ は位相差であり、

$$\lambda = |X| / |P|$$

このように白色雑音のベクトルとインパルスのベクトルとを、夫々の成分の振幅を制御して加算合成しているため、白色雑音的な無声音の音源だけでなく、従来問題となっていた周期的なパルス系列である有声音の音源も正確に固定して符号化することができ、これによって再生音声の品質が大幅に向上する。

また、白色雑音のベクトルに対して加えられるインパルスのベクトルの位相を白色雑音の位相に一意に対応づけており、ピッチ相関 $\cos \theta$ の強さもピッチ予測係数($b = \lambda \cdot \cos \theta$)として伝送されているものであるから、従来方式に比して伝送する符号化情報量の増加がない。

なお、インパルスのベクトルの位相と白色雑音のベクトルの位相との対応づけは上記最大振幅位置に限定されない。

(発明の効果)

上述の如く、本発明の音声符号化方式によれば、

無声音の音源だけでなく、従来なしえなかったパルス的な有声音の音源についても正確に固定して符号化でき、再生信号の品質を向上させることができ、また、伝送する情報量の増大がなく、実用上きわめて有用である。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明方式の一実施例のブロック図、
第2図は第1図の各部の信号を示す図、
第3図は本発明方式による分析手法を示す図、
第4図はピッチ相関算出を説明するための図、
第5図は従来方式の一例のブロック図、
第6図は従来方式による分析手法を示す図である。

図において、

10、20、は符号帳、
11、21、は乗算器、
12、22はピッチ予測器、
13、23は輪型予測器、

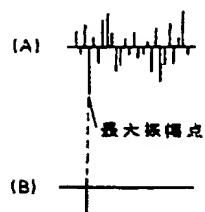
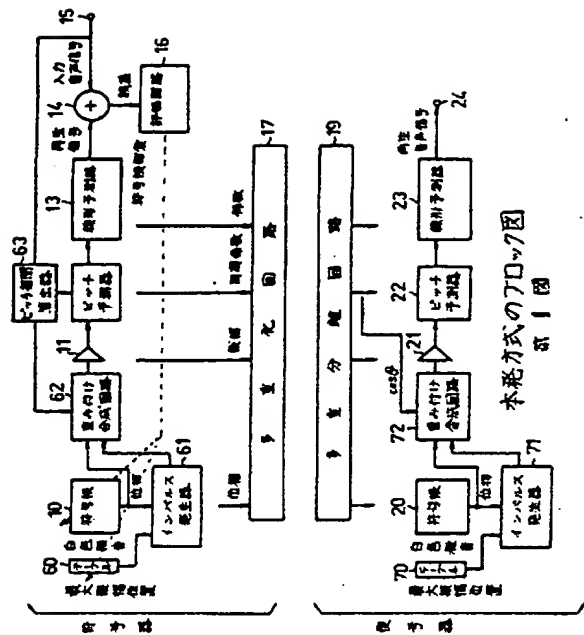
14は減算器、
16は評価回路、
17は多重化回路、
19は多重分離回路、
60、70はテーブル、
61、71はインパルス発生器、
62、72は重み付け合成回路、
63はピッチ相関算出器を示す。

特許出願人 富士通株式会社

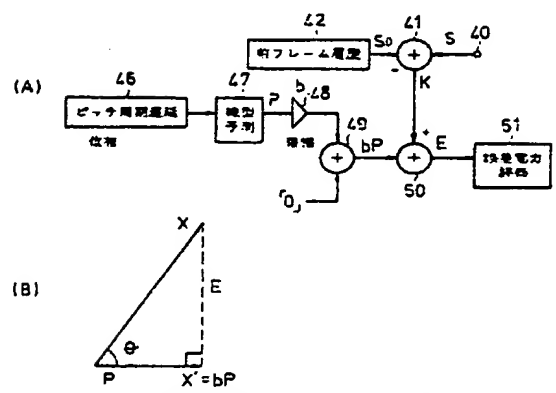
代理人 弁護士 伊東 忠彦

同 弁護士 松崎 兼行

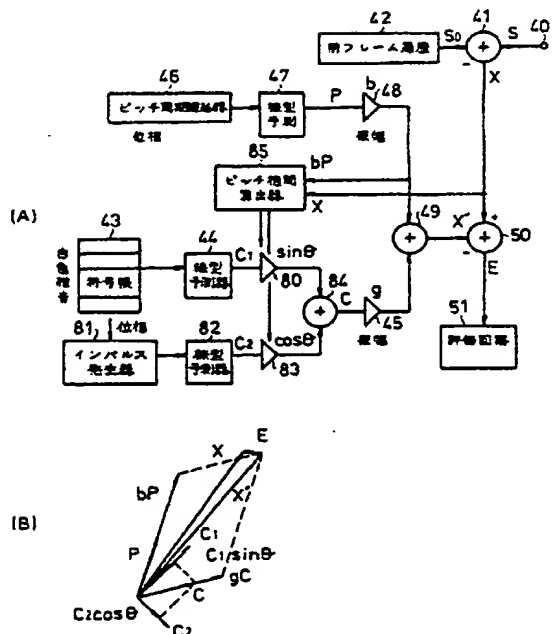
同 弁護士 片山 修平



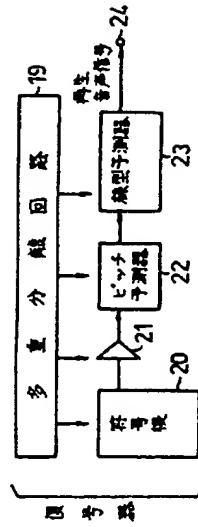
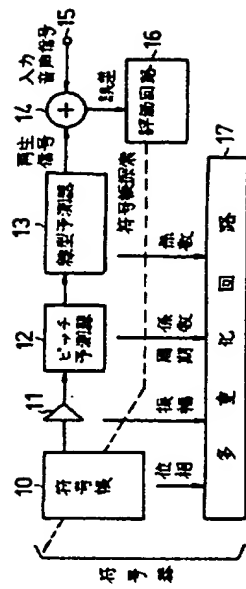
第1図各部の信号を示す図
第2図



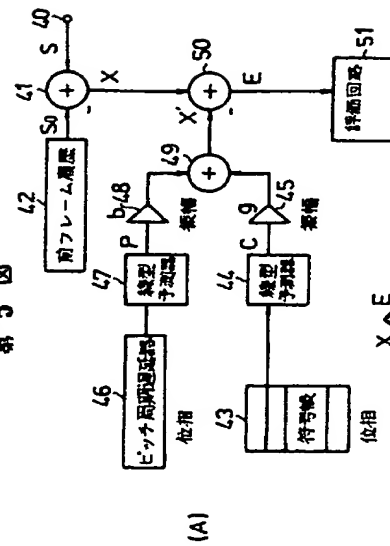
ビット相関算出を説明するための図
第4図



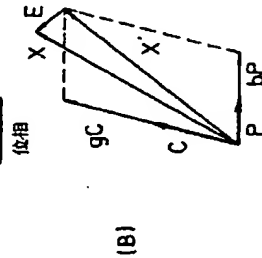
本発明方式による音源信号の分析手法を示す図
第3図



従来方式のブロック図
第5図



従来方式による分析手法を示す図
第6図



第1頁の続き

②発明者 海上

重之

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社
内